

Integrated threshold arming method and apparatus

Patent Number: ☐ [US4538469](#)
Publication date: 1985-09-03
Inventor(s): LYNNWORTH LAWRENCE C (US); MATSON JAMES E (US)
Applicant(s): PANAMETRICS (US)
Requested Patent: ☐ [WO8500654](#)
Application Number: US19830518344 19830729
Priority Number(s): US19830518344 19830729
IPC Classification:
EC Classification: [G01F1/66F](#), [G01P5/00B4](#)
Equivalents: DE3482494D, ☐ [EP0155945](#) (WO8500654), [A4](#), [B1](#), JP5072527B, JP60502169T

Abstract

An intervalometer for determining the arrival time of a bandwidth limited energy pulse employs an integrated threshold arming apparatus and method for conditioning an event recognition circuit. The event recognition circuit, which is typically a zero crossing detector, responds to the conditioning signal for detecting a predetermined event after occurrence of said conditioning signal. The integrated threshold arming circuit employs a signal integration circuit responsive preferably to a rectified signal input, and comparison means for determining when the integrated value crosses a predetermined threshold. A dual threshold implementation can also be employed to further discriminate against false noise signals. The apparatus and method are preferably employed in connection with volumetric flow measurements of turbulent and time-varying fluids by ultrasonic pulse interrogation.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

⑫ 特 許 公 報 (B 2)

平5-72527

⑬ Int. Cl.⁵

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公告 平成5年(1993)10月12日

G 01 F 1/66

1 0 1

発明の数 4 (全10頁)

⑮ 発明の名称 積分閾値起動方法および装置

⑯ 特 願 昭59-503140

⑰ 出 願 昭59(1984)7月27日

⑱ 国際出願 PCT/US84/01209

⑲ 国際公開番号 WO85/00654

⑳ 国際公開日 昭60(1985)2月14日

㉑ 公表番号 昭60-502169

㉒ 公表日 昭60(1985)12月12日

優先権主張 ㉓ 1983年7月29日 ㉔ 米国(US) ㉕ 518344

⑳ 発 明 者	リンワース, ロレンス シー	アメリカ合衆国 02154	マサチューセッツ, ウォルサ ム, グレイモア ロウド 77
㉑ 発 明 者	マトソン, ジェイムズ イー	アメリカ合衆国 02146	マサチューセッツ, ブルックラ イン, セント ポール ストリート 158, アパートメン ト 3
㉒ 出 願 人	パナメトリクス, イン コーポレイテッド	アメリカ合衆国 02154	マサチューセッツ, ウォルサ ム, クレセント ストリート 221
㉓ 代 理 人	弁理士 倉内 基弘	外 1 名	
審 査 官	治 田 義 孝		

1

2

㉖ 請求の範囲

1 帯域幅が制限されたエネルギーパルスの到達時刻を決定するための時間間隔測定装置において、

当該パルスにตอบสนองして該パルスの波形ないしうねりを表す電気受信信号を発生するためのパルス受信手段と、

当該受信手段にตอบสนองして起動状態を表す起動電気信号を発生するための起動手段とを具備しており、当該起動手段は、

前記受信信号にตอบสนองし、積分値が1つの前記エネルギーパルスに対する前記受信信号に依存して閾値を横切った時に前記起動信号を発生する信号積分器と、

前記起動信号および前記受信信号にตอบสนองして前記起動状態中に前記受信信号に生ずるイベント(事象)であつて、前記帯域幅制限パルスの到達時刻を決定するイベントを検出するためのイベント認識手段を備えている時間間隔測定装置。

2 前記パルス受信手段は、電気受信信号として

整流された信号を発生する請求範囲第1項記載の時間間隔測定装置。

3 前記電気受信信号は半波整流器により発生される請求範囲第1項記載の時間間隔測定装置。

4 前記電気受信信号は全波整流器により発生される請求範囲第1項記載の時間間隔測定装置。

5 前記イベント認識手段が、前記起動状態を表す前記起動信号にตอบสนองして前記受信信号の零点通過を検出するため手段を備えている請求範囲第1項記載の時間間隔測定装置。

6 前記イベント認識手段が、前記受信信号における許容閾値通過を検出するための二重閾値通過検出回路を備えており、当該二重閾値通過検出回路は、可能化された状態を発生するための第1の非零閾値レベルを有し、前記閾値通過検出器は、前記可能化された状態で次に生起する許容された閾値通過を検出し、前記閾値通過検出回路は、前記第1の閾値が次に越えられるまで、前記許容閾値通過検出後減勢された状態にリセットされる請求

範囲第1項記載の時間間隔測定装置。

7 前記零点通過検出回路が、

1つの力に電気受信信号を受け他の入力に閾値レベルを受ける比較回路と、

前記他の入力に接続されて、1つのエネルギーパルスの受信前に前記第1の非零閾値レベルを発生し、前記非零閾値レベルを越える振幅を有する受信信号にตอบสนองして前記閾値レベルを実質的に零電圧閾値である閾値レベルに切換えるための閾値レベル発生回路とを備え、前記閾値レベル発生回路は、前記許容閾値通過の検出時に前記非零閾値レベルに戻る請求範囲第6項記載の時間間隔測定装置。

8 前記積分器は、前記受信信号が予め定められた範囲内値を有する時には積分前に前記受信信号を阻止するための不感帯閾値回路を備えている請求範囲第1項記載の時間間隔測定装置。

9 帯域幅が制限されているエネルギーパルスの到達時刻を決定する方法において、

前記パルスにตอบสนองし該パルスの波形ないしうねりを表す電気受信信号を発生し、

受信信号にตอบสนองし、起動状態を表す起動電気信号を発生し、その際、積分された値が当該受信信号に依存して閾値を通過する時に前記起動信号を発生するべく前記受信信号を積分し、そして

前記起動信号が起動状態を表す時に、前記起動信号にตอบสนองして、起動状態に中受信信号に生起するイベントであつて前記帯域幅制限されたパルスの到達時刻を決定するイベントを検出する段階を含む方法。

10 前記受信信号を発生する段階では整流された信号が発生される請求範囲第9項記載の方法。

11 前記積分を行う段階では前記エネルギーパルスが受信されるべき時間中のみ前記整流された信号が積分される請求範囲第9項記載の方法。

12 それぞれが関連の安全排出導管と当該導管への気体排出を制御するために接続された安全排出弁とを備えた複数の処理ステーションと、複数の前記排出導管に接続されたヘツダ導管と、前記ヘツダ導管の第1の場所に設けられた第1の変換器と、前記ヘツダ導管の第2の場所に設けられた第2の変換器とを具備し、前記第1および第2の変換器はそれらの間に走査路を画定するフレアスタック系における帯域幅が制限されたエネルギー

パルスの到達時間に決定するための時間間隔測定装置において、

前記時間間隔測定装置は、

前記エネルギーパルス間における前記エネルギーパルスの上流および下流側方向それぞれにおける伝搬に要する上流方向走行時間および下流方向走行時間を測定するための手段を備え、該測定手段は、受信エネルギーパルスの到達時刻を決定するための手段を備え、該手段は、

10 前記各受信パルスにตอบสนองして該パルスの波形ないしうねりを表す電気受信信号を発生するパルス受信手段と、

前記受信信号にตอบสนองして起動状態を起動電気信号を発生するための起動手段とを備え、該起動手段は、

15 前記受信信号にตอบสนองして、積分値が1つのエネルギーパルスに対する前記受信信号に依存し閾値を通過する時に前記起動信号を発生するための信号積分器と、

20 前記起動信号および前記受信信号にตอบสนองして前記起動状態中に前記受信信号に生起するイベントを検出するイベント認識手段とを備え、該イベントで前記帯域幅制限パルスの到達時刻を求める時間間隔測定装置。

25 13 それぞれが関連の安全排出導管と当該導管への気体排出を制御するために接続された安全排出弁とを備えた複数の処理ステーションと、複数の前記排出導管に接続されたヘツダ導管とを具備するフレアスタック系における帯域幅が制限されたパルスの到達時刻を決定する方法において、

第1および第2の変換器を励起して音響エネルギーを放出し、

35 上流側および下流側方向それぞれにおける前記変換器間での受信エネルギーパルスの伝搬に要する上流方向走行時間および下流方向走行時間を測定し、該測定は、前記パルスの到達時刻を求めるために、

前記パルスにตอบสนองして受信パルス波形ないしうねりを表す電気受信信号を発生し、

40 前記受信信号にตอบสนองして起動状態を表す起動電気信号を発生し、その際に、受信信号に依存し積分された値が閾値を通過する時に前記起動信号を発生すべく受信信号を積分し、そして

前記起動信号にตอบสนองし、前記起動信号が起動状

態を表す時に、起動状態中に受信信号に生起するイベントを検出し、該イベントで帯域幅制限パルスの到達時刻を決定する段階を含む方法。

明細書

本発明は一般に時間間隔測定装置および方法に関わり、特に狭帯域エネルギーパルスの到達時刻を正確に決定するための時間間隔測定装置および方法に関する。

発明の背景

上首尾にシステム分析を行うのに正確な時間幅もしくは期間を測定するのが重要である多くの分野が存在する。数多の事例において、測定時間間隔は、(広い帯域幅を有する) 比較的短いエネルギーパルスを伝送して受信帰還パルスの到達時刻を正確に測定することにより求められている。しかしながら、一般に、帰還パルスは、送信もしくは伝送されたパルスと同じではなく、多くの場合、帰還パルスはパルスが伝搬した媒質によつて由々しい影響を受け得る。測定時間間隔が用いられる典型的な例は、レーダおよびソナー技術分野であり、時間間隔の測定で、信号源から例えば航空機或いは海底のような対象物までの距離が測定される。時間間隔測定が用いられる別の例として、例えば、1971年4月13日発行のLynnworthの米国特許第3575050号細書に記述されているような超音波信号エネルギーを用いての流量検出および測定がある。この場合、短い超音波エネルギーパルスが運動している流体を介して上流方向および下流方向に伝送される。上流および下流方向伝搬期間の測定により、流体流量を求める上に有用なデータが得られる。

特に超音波流量測定用途においては、受信パルスはしばしば、狭帯域フィルタを介して伝送されたかのようなパルスとなる。取付け型流量計においては、鋼製パイプ内の液体では(該パイプの音響インピーダンスが流体の音響インピーダンスより1桁以上高い場合)、パイプの反響で受信パルスは狭帯域パルスは狭帯域パルスとなつて現われる。他方雑音対信中比を改善するために電気雑音除去用狭帯域フィルタが用いられており、そして(または)例えば石油化学精製用フレアスタック系(Flare Stack System)のヘツダ等において用いられるトランスジューサもしくは変換器は、低インピーダンス流体に対し4分の1波長(1/

λ) インピーダンス整合されており、狭帯域受信信号が発生する。いずれの場合にも、受信パルスの時間範囲は増大する。したがつて、正確な時間幅(期間)が要求される場合には、パルスの受信時に一貫して正確に測定を行なうのがしばしば困難となる。受信時刻が、パルス伝送毎に実質的に一定であり、そして(または)パルス振幅および形状がパルス毎に実質的に一定であるような事例においては、パルスの受信時点と正確に決定するのに比較的標準的な手法を用いることが可能である。したがつて、典型的な方法として、帰還パルスの振幅を測定し、そして該振幅が固定の電圧閾値を越えた時に、受信時点と、パルス信号の次の零点通過時点として決定することができる。この方法は比較的雑音が少ない環境あるいは測定毎に走行時間が比較的一定である場合には適しており、このような条件下では正確な「相対」時間幅もしくは期間が発生することが可能である。超音波流量測定装置においては、重要なのは上流方向および下流方向パルス信号の走行時間における差であり、したがつて、仮りに時間測定に一定の誤差が含まれている場合でも、一貫した仕方では求められた到達時刻は、パイプ内の流量を測定するのに十分に適当である。

しかしながら多くの流量計の使用事例においては、乱流または配管系の不規則性に起因しパイプ内の干渉から受信信号に相当大きな雑音が介入する。他の使用例においては、走行時間は、時間的に変化する流量および乱流に起因し顕著に変化する。その結果、上述の振幅閾値方法に基づく典型的な零点通過測定は、高い精度で、狭帯域パルス信号に対するパルス受信時刻を測定すると言う機能には不適當であることが判る。本質的に、受信される各パルス信号に対し同じ零点通過を、例えば5番目のパルス信号毎に決定することは困難がある。

したがつて本発明の目的は、狭帯域パルス信号の到達時刻を正確にすることである。本発明の他の目的は、体積流量測定環境において超音波パルス信号の到達時間を正確に決定することである。本発明の他の目的は、流量が変化したり乱流の状態下で、パルス信号の到達時刻を正確に決定するための信頼性および精度が高く保守が容易な時間間隔測定装置および方法を提供することにある。

本発明のさらに他の目的はコストパフォーマンスに優れ製造が容易である時間間隔測定方法および装置を提供することにある。

発明の概観

本発明は、帯域幅が制限されているエネルギーパルスの到達時刻を決定もしくは測定するための時間間隔測定装置および方法に関する。本発明は、エネルギーパルスにตอบสนองしてパルスの波形またはうねりを表す電気受信信号を発生するパルス受信手段を特徴とする。受信信号にตอบสนองする起動回路は、起動状態を表わす起動電気信号を発生する。起動回路は、受信信号のตอบสนองして、或る単一のエネルギーパルスに対する受信信号に依存し積分値が予め設定された閾値を横切る時に起動信号を発生する。イベント（事象）認識回路は起動信号にตอบสนองして、起動状態中に受信信号に生起するイベントを検出する。このイベントの認識で、帯域幅が制限されたパルスの到達時刻が決定される。

本発明の好ましい実施態様においては、起動回路は、受信信号を電氣的に整流して整流された受信信号を発生する回路を有する。しかる後に、信号積分器が整流された受信信号にตอบสนองして起動信号を発生する。この整流回路は全波整流あるいは半波整流を行なうことができる。認識されるイベントは、典型例としては、起動信号が起動状態に対応する時点における受信信号の零点通過を表わす。

本発明は、特に、流体媒質を通る超音波エネルギーの帯域幅制限パルスの到達時刻を決定するのに特に有用である。この方法は、典型的に、既に述べたように、配管路における体積流量測定と関連して用いられる。この種のパイプ管路は、送信信号が比較的広帯域であつても、受信信号は、比較的狭帯域幅を有し、そのため、行なわれている測定に対し時間軸が顕著に伸長すると言う特性を有する。したがって、上述の積分閾値起動回路が用いられる。超音波受信回路と関連して、本発明は、さらにウィンドウもしくは窓を実質的に設定するゲート時間パルスを発生するための発生回路を特徴とし、このウィンドウの間にかつその間

図面の説明

本発明の他の目的、特徴および利点は、図面と関連しての以下の説明から当業者には明瞭となる

う。図面中、

第1図は本発明の装置および方法の典型的な用途を図解する簡略ブロック図、

第2図は本発明を説明するのに有用な送信信号、受信信号および整流信号を示す図、

第3図は本発明による主たる要素を示す電気ブロックダイアグラム、

第4図および第5図は本発明による電気回路の特に有利な実施例を示す比較的詳細な電気ブロックダイアグラム、そして、

第6図は本発明を特に有利に適用することができる典型的な石油化学分野での用途を略示する図である。

好ましい実施例の説明

第1図を参照するの、本発明は導管またはパイプ10における流体8の体積流量の測定と関連して用いるのに特に有用である。該流体は気体であつてもあるいは液体であつても良く、またいずれの方向に流れても良く、迅速に変化する流路を有していても良く、そして層流でも、過渡的な流れでもあるいは乱流であつても良い。変化する流量、流れの形態ならびに流体の組成および状態相は一般に、1つのトランスジューサもしくは変換器、例えば変換器12からのエネルギーパルスの送信と第2の変換器、例えば変換器14によるパルスエネルギーの受信との間の時間間隔に影響を与える。流体流量を測定するために超音波パルスを用いる方法および装置は、例えば、先に引用した米国特許第3575050号明細書に詳しく記述されている。

本発明の時間間隔測定装置16は、パルスの送信とパルスの受信との間の時間間隔を正確に且つ高い信頼性をもつて測定するように設計されている。典型的には、送信されるパルスは第2図のaに示すように広帯域で時間幅が制限されたパルスである。しかしながら、送信パルスが比較的広帯域、したがって「尖鋭な」パルスであつても、受信パルスはしばしば、第2図のbに示すようなパルスとして現われる。このパルスは、比較的緩慢に増加する振幅を有する。即ち、ピークピーク振幅の差は比較的小さい。第2図に示したパルスのように、約「10」に「Q」を有するパルスの場合には、最初の数サイクルの振幅ピークー振幅ピークにおける振幅差は僅か10%である。その結

果、小さい雑音その他の妨害で振幅閾値起動手順、その起動動作後第1番目の零点通過でパルス信号の到達時刻が決定される、が容易に覆れてしまう。第2図のbに示してあるパルス形状は、例えば、パイプ壁、パルスが進行する層状媒質の構造に起因する共振作用あるいは超音波パルス伝送および受信に用いられている変換器における固有共振が原で生起し得るものである。また材料特性による共振も、受信信号パルスの形状に影響を与え得る。

實際上、比較的均等で均質の物質を測定する場合には、受信振幅の値はそれほど顕著に時々刻々と変わるものではない。このような環境下においては、「起動もしくは設定」あらびにそれに続く零点通過検出を用いる慣用の一般に広く用いられている振幅閾値方法ではほぼ満足し得る結果が得られる。しかしながら、他方、コンクリート、ガラスファイバ、補強プラスチック、木片、生物学的資料等々のような減衰が空間的に変化する不均質固体と関連して使用する場合には、媒質を超音波で走査すると、被検領域に存依して、時間的に時々刻々と変化する受信振幅が得られる。同様に、不均質な流体あるいは乱流状態にある流体を超音波走査した場合にも、受信振幅は流れの性質に依存して時間的に予測不可能な仕方に変化する。或る種の事例においては、走査方向を変えた場合でも、受信パルスの形状および振幅が変化してしまう。(このような振幅変動は、「ジャーナル

アルコースティカル ソサイアティ オブ アメリカ (J. Acoustical Society of America)」、第60巻、頁1213-1215(1976)に、小さい導管を用いての実験室試験を基礎としインガールおよびシンガールにより論述されている。)例えば石油化学精製工場のフレアスタック系 (flare-stack system) 等において典型的である比較的大きい導管の場合、特に高い流量では、振幅および位相ジッタが非常に強調されて1Hzより相当に高い成分を含むことが起り得る。このような場合、システムの応答を最適化するのに通常用いられている自動利得制御 (AGC) 回路では受信振幅に含まれる変動を程度の差こそあれ阻止することはできない。また、自動利得制御回路は、状態がサイクル毎に相当に変化する場合にパルス波形の変動をも阻止し得ない。

したがって、受信信号の振幅だけに基づく通常の起動もしくは設定方法は、狭帯域信号に対して十分な信頼性を有し得ない。先に述べたように、約10の「Q」を有する信号の場合のようにサイクル毎の振幅の変化は約10%または1dBを越えることはない。したがって、受信信号のジッタが1dBを越える場合には、慣用の振幅を基礎とする起動方法を用いた場合、零点通過検出器はしばしば誤ったサイクルで誤起動されることになる。

したがって本発明によれば、異なつた方法および装置が用いられる。ここに開示する基本的な起動もしくは設定方法および装置は、変換器に適用可能であり、特に、同じ変換器が送信用および受信用変換器として動作する「パルスエコー (反射)」モードの動作に適用可能である。

第3図を参照するに、本発明の図示の実施例においては、変換器14は線路18上に受信出力信号を供給する。図示の実施例においては、この受信信号は自動利得制御回路19によつて処理され、そして整流回路20により半波整流される。線路22上の整流器出力はそで積分回路24によつて積分される。積分回路の出力28はパルス毎に比較回路26により予め設定された閾値と比較される。積分出力が閾値を横切ると、装置は起動され、この例では零点通過検出器として示されているイベント (事象) 検出器30が、線路31を介して供給される入力受信信号における次のイベント、この例では零点通過を検出する。整流は全波整流であつても半波整流であつても良い。しかしながら、本発明の好ましい実施例においては、半波整流の方が望ましい。この実施例において用いられている特定の起動方法および装置は特に信頼性があり、そして後述するように雑音およびジッタに対して実質的に鈍感である。

積分器閾値起動方法および装置に従えば、第2図cに示すように、受信信号の整流から得られる結果は、最初に振幅が増加し次いで振幅が減少する複数個の (近似的に) 半サイクルの正弦波である。この好ましい実施例によれば、エネルギーパルスの実際の到達時刻を決定するのに用いられる (起動状態での) の零点通過 (または他のイベント) を識別するのに用いられるのは、例えば受信信号の各 (正の) 半サイクルの下側の面積の累積和である。

振幅Aの正弦波の個々の半サイクルの積分Iは次式で表わされる。

$$I = \int_0^{\pi} A \sin t \, dt = 2A$$

言い換えるならば、正弦波の各サイクルの下側の面積は、半サイクルのパルス振幅に単純比例する。受信され整流されたパルス（第2図c）に関して述べる。各半サイクルもしくはセグメントが正弦波である範囲において、当該セグメントもしくは線分の下側の面積はその振幅に比例する。し*

半サイクルの数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
相対振幅	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
累積和	0.2	0.6	1.2	2.0	3.0	4.2	5.6	7.2	9.0	11

寄与分および和は、指数関数振幅の場合または差分「Q」に対しては若干異なつて来るが、しかしながら、上に述べた10サイクルの直線的な傾斜包絡線から明らかなように、積分閾値起動方法には大きな利点があることが判る。

比較器26（第3図）の閾値が、積分回路24の出力に対応して、この例の場合、2.5（4番目の半サイクルにおける和と5番目の半サイクルにおける和との間の中間値）に設定されるとすると、最初から4つの半サイクル総ての振幅が25%増加した場合或いはまた最初から5つの半サイクルの振幅が総合的に16.67%だけ減少する場合にのみ誤り起動が生ずる。これと比較して、半サイクル振幅数列を考察すると、振幅に基づく起動閾値を例えば0.45に設定した場合には、最初から4つの半サイクルが12%（0.4から0.45）に増加した場合、或いはまた最初から5つの半サイクルが10%（0.5から0.45へ）減少した場合、誤り起動が生ずる。この例の場合、積分閾値は、振幅だけにに基づく慣用の起動の場合と比較して振幅変動に対し約2倍ほど大きい許容範囲を有する。同様に、パルス列の早期に起動が決定された場合、例えば、積分値が0.8に等しい時に起動する（第3番目の半サイクルで起動する）とした場合には、最初から2つの半サイクルが34%増加した場合或いはまた最初から3つの半サイクルが34%減少した場合に誤った起動が起り得る。振幅に基づく起動の場合、閾値を0.25に設定したとすると、総ての半サイクルが20%増加または減少する時に誤った起動が起り得る。再三述べるが、積分閾値起動方法の信頼性は高い。即ち、振幅変化に対し大きな許容範囲を有する（そして半波整流は、全波整流の場

*たがって、正弦波信号が10サイクル中に最大振幅まで直線的に増加するとすれば、最初の半サイクルで始まって正の半サイクルの相対的面積寄与分は、近似的に、等差数列0.2, 0.4, 0.6……2.0によつて与えられる。これら寄与分を積分すれば、和、半サイクルが加算される都度増加するものと仮定して最初から10個の半サイクルの結果を下に示す。

半サイクルの数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
相対振幅	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
累積和	0.2	0.6	1.2	2.0	3.0	4.2	5.6	7.2	9.0	11

合より振幅変化に対して大きい許容範囲を有する）。したがって、積分閾値は平滑効果を齎らし、その結果総てのサイクルに対して同等に影響し得る減衰作用に対する免疫性が改善される。また、「平滑作用」により、サイクルの内の幾つかのものだけが歪むことによる影響に対する鈍感性がさらに改善され、しかもまた、高い振幅を有するが時間的に短かく積分値に実質的な影響を与えないような雑音スパイクに対する鈍感性が改善される。ここで、特に重要なのは、幾つかの半サイクルに対しては無規則的に加算され、他の半サイクルからは減算される高周波雑音および信号は、積分によりこれら雑音および信号の双極性の寄与分が相殺される程度において無視することができることである。

次に第4図を参照するに、本発明の特に好ましい実施例においては、積分回路24に、負の入力端55に対する帰還回路接続に挿入されたコンデンサ54を有する演算増幅器52が用いられる。増幅器52の正の入力端56は接地されている。ポテンシオメータ57および直列抵抗器58を用いるオフセット調整で増幅器52に対する「零設定もしくはゼロイング」が行なわれる。

演算増幅器52の負の入力端55に対する入力信号は整流回路20から得られる。この回路20は入力端子64, 66（その内端子66は接地されている）に現われる入力を受ける変成器62を備えており、この変成器は、線路70上に整流器68から受ける出力（半波整流出力）を伝達する。抵抗器72は、増幅器52が直線形動作領域にない場合に、バイアス回路73に対し負荷としての働きをなす。バイアス回路73は、ダイオー

ド 6 8 に対し温度補償を行なう整流ダイオード 7 3 a を備えている。これら 2 つのダイオード 6 8 ならびに 7 3 a はショットキーダイオードである。

本発明によれば、積分器 2 4 は受信パルス信号の半サイクルを積分する。雑音を減少し、そして受信パルスの始端で積分器の出力を「零設定もしくはゼロイング」するために、積分器、入力信号パルスの予測受信時点直前まで「リット」状態にある。このリセット機能は、コンデンサ 5 4 と並列に接続されたエミッターコレクタ路を有するトランジスタ 7 4 を用いて可能にされる。ターンオン（即ちリセット）時に、積分器の出力は約 0.1 ボルトまで直線的に減少「ランプダウン」する。この減少時間は、約 0.1 ないし 0.2 ミリ秒であり、この時間はポテンシオメータ 5 7 によつて設定される。トランジスタ 7 4 の状態は、そのベースに印加される信号により制御される。該信号は、トランジスタのターンオフ時には、パルスエネルギーが利用可能であると予測される受信ウィンドウ（窓）に対応する信号である。トランジスタ 7 4 のターンオフで、積分器 2 4 は線路 7 0 上の整流された信号を積分する。

雑音に対する鈍感性もしくは不感性は、不感帯を設けること、即ちそれ以下では入力信号が積分されない電圧閾値を設けることによりさらに高場される。図示の実施例においては、この不感帯は、ダイオード 6 8 に要求されるターンオン電圧、ショットキーダイオードの場合には、典型的には約 0.4 ないし 0.5 ボルトの電圧により設定される。この電圧は、バイアス回路 7 3 によりさらに効果的に減少される。

線路 8 0 上に受信ゲート信号が発生される。このゲート信号はインバータ 8 2 により反転されてトランジスタ 7 4 に供給される。抵抗分圧器から線路 8 4 に得られる積分器 2 4 の出力は比較器 2 6 に印加される。比較器 2 6 は差動増幅回路 8 6 を有しており、その 1 つの入力端は線路 8 4 を介して積分器出力端に接続され、他方の入力端はポテンシオメータ 8 8 の出力端に接続されている。ポテンシオメータ 8 8 は基準電圧とアースとの間に接続されている。比較器出力端には起動信号が発生され、ゲート回路 9 0 を通り線路 9 2 上に現われる。この信号は、積分回路 2 4 からの積分さ

れた信号が、ポテンシオメータ 8 8 によつて定められる閾値を横切る時に状態を変える。

第 5 図を参照する線路 9 2（第 4 図）上に現われる積分閾値回路の出力である起動信号は、積分値が閾値を越えて出力信号の状態が切変わった時に、起動状態を表わす。この「状態の切換」で、イベント検出回路、この例では零点通過検出器 3 0 が可能化される。該検出器 3 0 はフリップフロップ 1 0 0 を備えており、このフリップフロップは初期に可能化されてリセット状態にある。フリップフロップ 1 0 0 は、（インバータ 1 0 2 を介し）線路 8 0 上のゲートウィンドウ信号により予めリセットされている。線路 1 0 4 を経る信号によりクロックされると、フリップフロップ 1 0 0 は変換器で発生された受信信号における零点通路を表わし、そして線路 1 0 6 上のフリップフロップ 1 0 0 の零点通過信号出力は、マイクロプロセッサコントローラ 1 2 0 を含む別の回路に供給されて、受信パルスの到達時刻を決定する。

零点通過検出器 3 0 はさらに、差動増幅器 1 3 2 を有するゲート比較器 1 3 0 を備えており、該回路 1 3 2 の 1 つの端子は、線路 1 3 4 を介して変換器からの電気パルス受信信号を受ける。ゲート 1 3 5 は、線路 8 0 を介して供給されるゲート信号により可能化される。線路 1 3 4 上のパルス信号は、自動利得制御（AGC）回路を通つて、被監視媒質内に変化が生じた場合でも実質的に一定の入力信号振幅レベルを与える。

零点通過検出器では、零点通過検出精度を改善するために、可変閾値レベルが用いられる。動作において、信号が存在しない場合には、零点通過比較器 1 3 0 の線路 1 3 6 上に現われる出力信号は、MOSFET 1 3 8 を「オン」状態に維持する。そこで、閾値レベルを起動レベルポテンシオメータ 1 4 0 により設定する。図示の実施例においては、この無入力レベルは、非零正電圧レベルである。しかる後に、信号パルスを受けると、比較器 1 3 0 は、無入力レベル閾値が越えられた場合に、その出力信号の状態を変える。それにより、MOSFET 1 3 8 はオフに切換えられ可変抵抗器 1 4 2 がポテンシオメータ 1 4 0 に直列に挿入される。その結果、閾値レベルは実効的に下げられる。と言うのは可変抵抗器 1 4 2 がポテンシオメータ 1 4 0 の抵抗値よりも相当大きい抵抗値

を有しているからである。従がつて、(図面に示すスイッチ144の位置で) 入力信号が、正から負の電圧に移行する際に該入力信号が零に接近する際、下側閾値通過が、線路136上の信号の状態の変化により検知される。フリップフロップ100をクロックしてそれにより、線路106上の信号で、線路92上の起動信号の受信後に第1番目の負方向遷移零点通過を生起させるのはこの状態変化である。(その他の位置において、スイッチ144は、インバータ148を比較器130の出力と直列に接続し、それにより、ポテンシオメータ140で設定された閾値における負から正に遷移する電圧の検出が行なわれる。)

上には、本発明を零点通過検出器と関連して説明したが、起動時または起動後に時刻が測定される実際の点は、種々な信号閾値レベルのうちの任意のものとして行うことができるものと理解されたい。例えば、到達時刻が生ずるレベルは、任意適当な絶対信号レベル、ピーク信号レベルの選択された端数值レベルあるいは特定のサイクルの最大値よりも大きい値、例えば起動後の第1番目のサイクルのピーク値よりも50%大きいレベルとすることができる。この最後に述べたレベルは、雑音対信号比が十分に大きく特に高い精度を得ることができる場合に到達時点を測定するのに選択することができる。

このようにして、積分閾値起動方法は、高い精度および信頼性をもって反復的に、線路18上の各受信信号パルスのイベント認識検出器を同じサイクルで起動する。

第6図を参照するに、特定の用途において、本発明は、石油化学製造設備で有用な時間間隔測定装置と関連して使用することができる。この種の設備は、複数の処理ステーション512a, 512b, …… , 512nを備えており、異なつた製造処理もしくはプロセス段階が遂行される。典型的には、これら製造ステーションは配管および制御接続(図示せず)により完全な製造プロセスを形成するように相互接続される。各処理段は、さらに、単一の排出導管514a, 514b, …… , 40

514nを有しており、これら導管それぞれには、安全弁516a, 516b, …… , 516nが設けられている。処理段からの排出物は、典型的には10ないし20の安全弁を有し且つそれらに接続された関連の導管を備えている単一のヘッダ518に収集される。さらに他の製造ステーションからのヘッダ520, 522および524は、さらに大きなヘッダに集結することができ、このようにして最終的には総ての製造プロセスからの廃棄物を単一の大きなヘッダ526に収集することができる(フレアスタック構造)。ヘッダ526からのガスは高い位置にあるフレアもしくはバーナピットで点火燃焼させてそこから安全に環境に排出することができる。

本発明のこの特定の用途においては、時間間隔測定装置は、ヘッダを通るガスの流量を決定する一助として用いられる。即ち、各ヘッダは、それに固定して、例えば上流側および下流側変換器からなる流量測定変換装置528を有することができる。電子時間間隔測定装置532は、ケーブル530を介して変換器要素に接続される。この電子時間間隔測定装置には、変換器14の後流側で第2図に示されている回路が含まれている。

この種の用途においては、1つまたは2つ以上の安全弁516a, 516b, …… 516nに漏洩が生ずる可能性があるが、一般に漏洩量は小さく大きな関心事とはならない。しかしながら時には、弁に過度に大きな漏洩が生ずることがあり、種々なヘッダに相当な流量が発生し得る。この場合、ヘッダを流れる流量ならびにその内容物が、製造プロセスの効率ならびにフレアスタック系(flare-stack system)の安全および効率を判定する上に重要なパラメータとなり得る。時間間隔測定装置は、この場合、各ヘッダあるいはまたフレアスタック自体に用いられるヘッダあるいは系を流れる流量を測定することができる。

ここに述べた好ましい実施例に対する付加、縮減、削除その他変更は当業者には明らかであり、以下に述べる請求範囲に包摂するものである。

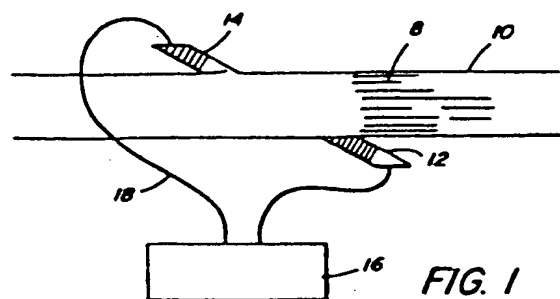


FIG. 1

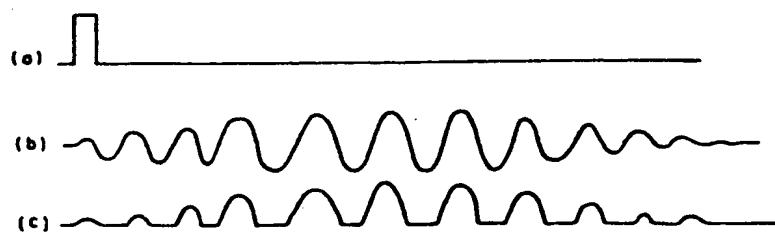


FIG. 2

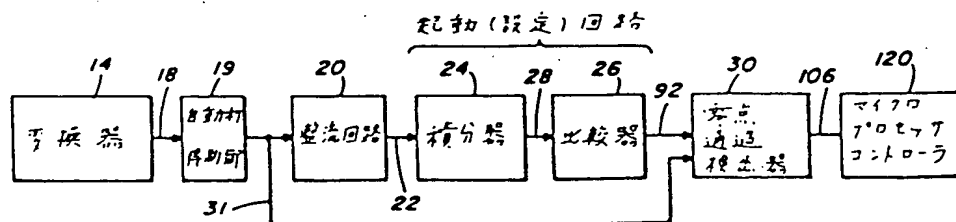


FIG. 3

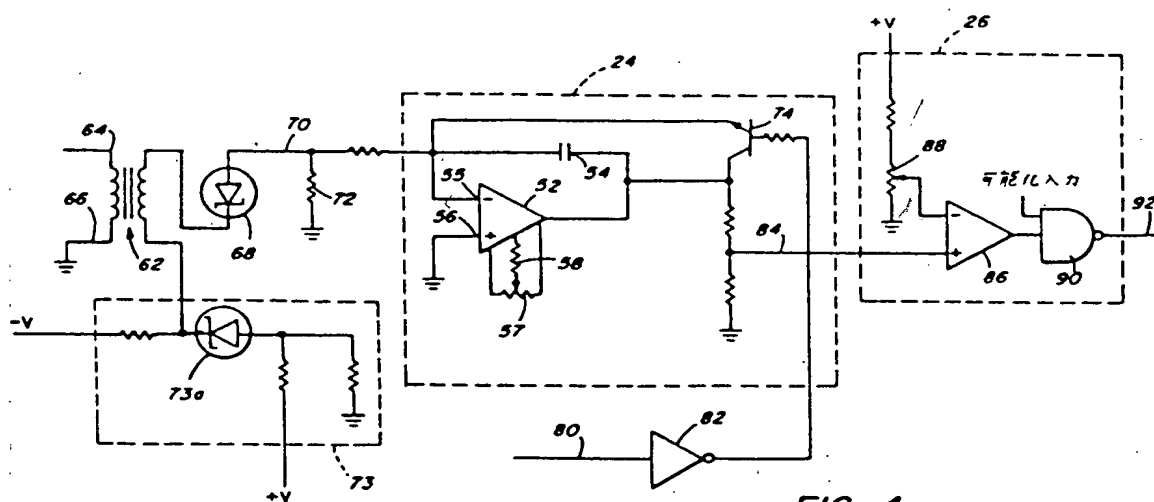


FIG. 4

